

전력 및 대역폭 효율적인 디지털 전송 시스템을 위한 협대역 중첩 직교 변조 방식

정회원 박 일 근* 정회원 서 종 수*

Compact-SQAM for Power & Bandwidth Efficient Digital Radio System

Il Keun Park*, Jong Soo Seo* *Regular Members*

要 約

Compact-SQAM이라 명명된 전력 및 대역폭 효율적인 변조기법을 제시하였다. 부가백색잡음, 심볼간의 상호간섭방해 및 timing jitter가 존재하는 선형 및 비선형의 단일 반송파 전송환경하에서, 또한 각종 인접채널방해 - 즉, 목적 및 인접방해채널간의 간격 및 목적채널상의 페이딩정도가 다른 다수 반송파 전송환경하에서 본 변조기법의 성능을 Computer simulation을 통해 실험적으로 분석하였다.

분석결과, Compact-SQAM은 기존의 QPSK, OQPSK, MSK, IJF-OQPSK(또는 SQORC) 및 SQAM과 비교하여 대역폭 효율상의 장점이 있으며, 구현이 매우 간단한 복조기 사용시에도 그 오류확률특성이 우수함을 보였다. 특히, 가용 주파수대역이 극히 제한되는 비선형 다중 반송파 전송채널에서 타 변복조방식보다 주파수 이용 효율 및 오류확률 특성이 우수함을 보였다.

ABSTRACT

A spectral and power efficient modulation technique, named Compact Superposed Quadrature Amplitude Modulation (Compact-SQAM), is introduced.

The performance of Compact-SQAM system, in a Linearly and nonlinearly amplified single and multicarrier environment, in the presence of additive white Gaussian noise(AWGN), intersymbol interference(ISI), timing jitter and adjacent channel interference(ACI), is experimentally analyzed via computer simulation. Various channel conditions, such as channel spacings between the main and adjacent channels and fade depth on the desired main channel, are examined.

Our result shows that Compact-SQAM has spectral advantage over QPSK, OQPSK, MSK, IJF-OQPSK (or SQORC) and SQAM, and better P(e) performance than other modems using simple Butterworth type postdetection receive filters.

Especially, Compact-SQAM modem achieves higher efficiency of frequency utilization and better P(e) performance than other modems in the severely bandlimited nonlinear multicarrier channels.

*三星綜合技術院
論文番號 : 93 - 53

I. 서 론

위성통신, 지상 마이크로 웨이브통신 그리고 이동체통신등 무선통신의 수요가 점차 증가함에 따라, 한정된 대역폭과 전력으로 많은 통신량을 처리하기 위한 대역폭및 전력 효율적인 변조방식이 요구되고 있다. 이러한 변조방식을 얻기 위해서는 전송되는 신호가 좁은 전력 스펙트럼을 가져야 하며, 고출력 전력 증폭기(HPA)가 포화영역에서 동작할때 Side-Lobe의 재확산 정도가 최소이어야 할 필요가 있다. 아울러 직선및 비직선성 채널에서 부가백색잡음(AWGN) 및 인접채널방해 (ACI) 환경하에서 좋은 오류확률(Pe)을 유지해야 한다.

올림여현여파기(Raised Cosine filter)를 대역폭 제한 수단으로 사용한 고전 의 m-PSK및 m-QAM 변조방식은 직선성 채널에서 매우 좁은 대역폭과 우수한 오류확률특성을 가지나, 전력효율을 높이기 위해 포화영역에서 동작하는 비선형 고출력증폭기를 사용하여 신호를 전송할때, 증폭기의 비선형현상들(AM/AM, AM/PM왜곡)로 인하여 매우 큰 스펙트럼 재확산 현상이 생긴다. 이 재확산된 Side-Lobe 들은 인접채널의 신호에 심각한 영향을 주어 오류확률성능을 저하시킨다.⁽¹⁾ 이러한 spectrum재확산현상을 줄이고자 offset PSK형태인 OQPSK, MSK 변조방식 그리고 다주기 중첩방식으로 SQORC, IJF-OQPSK, SQAM등이 소개되었으나, OQPSK를 제

외하고는 main lobe의 점유대역폭이 다소 증가하는 특성을 가지고 있어 인접채널과의 간격이 매우 좁을 경우 오류확률성능이 급격히 나빠지는 현상을 보인다.^(2,3,4,5)

본 논문에서는 밀집된 다채널환경하에서 전력및 대역폭 효율적인 변조방식으로, Butterworth형태의 premodulation여파기를 사용하며 간단한 수신여파기를 가진 Compact-SQAM변조기술을 제안하였다. 그리고 직선및 비선형 고출력증폭기로 전송하였을때 AWGN, ISI, Timing jitter 그리고 ACI 환경하에서의 성능을 Computer Simulation으로 분석하였다. 아울러 QPSK, OQPSK, IJF-OQPSK(또는 SQORC) 및 기존의 SQAM system과 성능을 비교하였다.

II. Compact-SQAM MODEM

Compact-SQAM은 SQAM변조방식의 특징 즉, 비직선성채널에서 Side-Lobe의 재확산정도가 적고 ISI가 작게 발생하는 특성을 최대한 유지시키면서 main Lobe의 점유 대역폭을 저역통과필터(LPF)로 줄인 형태로, [그림 1]과 같이 구성된다.

1. Compact-SQAM 신호

Compact-SQAM신호발생기의 기저대역 임펄스 응답 $g(t)$ 와 수신단에서 본 전채임펄스 응답 $r(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

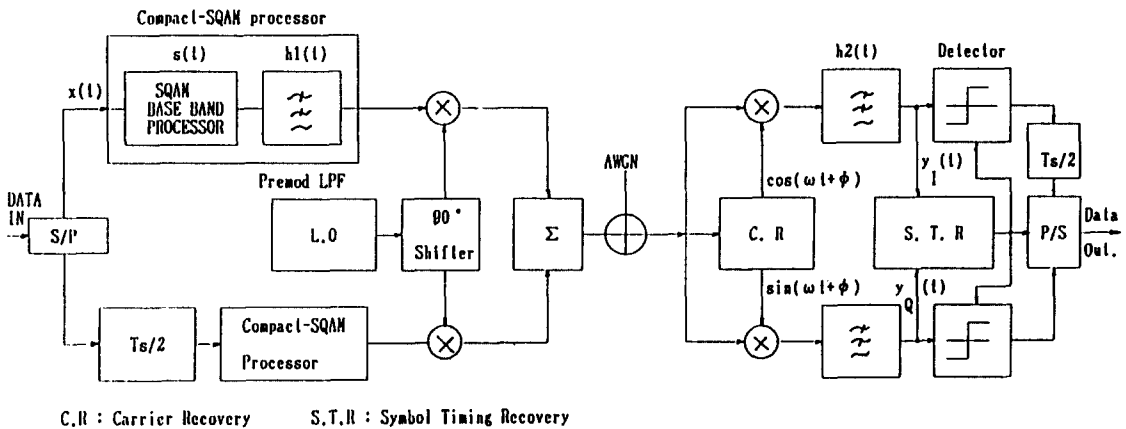


그림 1. Compact-SQAM 변복조기 구성도.
Fig. 1. Block diagram of Compact-SQAM.

$$g(t) = S(t) * h_1(t) \quad (1)$$

$$r(t) = g(t) * h_2(t) \quad (2)$$

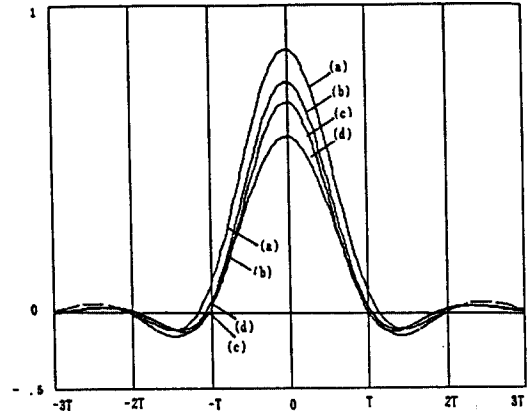
여기서 $h_1(t)$, $h_2(t)$ 는 각각 premodulation 및 postdetection LPF의 임펄스응답이고 $s(t)$ 는 SQAM의 임펄스응답으로 다음과 같다.⁽⁴⁾

$$S(t) = \frac{1}{2} (1 + \cos \frac{\pi t}{T_s}) - \frac{1-A}{2} (1 - \cos \frac{2\pi t}{T_s}) \quad (3)$$

단 $-T_s \leq t \leq T_s$, $0.5 \leq A \leq 1.5$ 이며 'A'는 SQAM의 중첩도이고 T_s 는 심볼주기를 나타낸 것으로 데이터 전송속도 f_b 와 $2/f_b$ 의 관계가 있다.

스펙트럼 재확산 현상을 극소화하고 좋은 오류확률(P_e)을 얻기 위하여서는 premodulation LPF의 대역의 차단 특성이 날카롭고 임펄스응답의 과도현상이 적어야 하며, 통과대역내 진폭 및 군지연(group delay)특성이 평탄해야 한다. 이러한 이유로 Butterworth 형태의 여파기를 선택하였다.

Compact-SQAM의 성능을 좌우하는 요소는 [표1]에 표시한 바와 같다. 수신측 postdetection LPF로 $f_{crx} = 1.0f_n$ ($f_n = \text{Nyquist 주파수}$)의 4차 Butterworth 형태의 간단한 여파기를 사용하였을 경우, premodulation LPF의 차단주파수 f_c , pole수 N , 중첩도 A 등의 변화에 따른 전체 임펄스 응답 $r(t)$ 를 [그림2]에 나타내었다. 여기서 $A=0.7$, $f_c=1.3f_n$, $N=6$ 인 Compact-SQAM의 임펄스응답이 매 T 주기마다 시간축 0점을 통과하므로, 이 조건의 신호는 수신시 심볼간의 상호 간섭방해(ISI) 현상이 거의 일어나지 않아 오류확률(P_e)이 거의 이상치에 근접할 것으로 예측된다.



- (a) IJF-OQPSK or SQORC
- (b) Compact-SQAM ($A=0.8$, $f_c=1.4f_n$, $N=6$)
- (c) Compact-SQAM ($A=0.7$, $f_c=1.3f_n$, $N=6$)
- (d) Compact-SQAM ($A=0.6$, $f_c=1.2f_n$, $N=6$)

그림 2. 수신 저역 여파기($f_{crx} = 1.0f_n$)를 통과한 Compact-SQAM의 전체 Impulse 응답.

Fig. 2. Overall impulse response of Compact-SQAM after postdetection LPF ($f_{crx} = 1.0f_n$)

2. Compact-SQAM 전력스펙트럼

Compact-SQAM의 규격화된 전력 spectrum 밀도 (PSD)는 다음과 같다.

$$\left| \frac{G(f)}{G(0)} \right|^2 = \frac{1}{A^2} \left(\frac{1}{1 - T_s^2 f^2} + \frac{A-1}{1 - T_s^2 f^2} \right)^2 \cdot \left(\frac{\sin 2\pi f T_s}{2\pi f T_s} \right)^2 \left(1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^{2N} \right)^{-1} \quad (4)$$

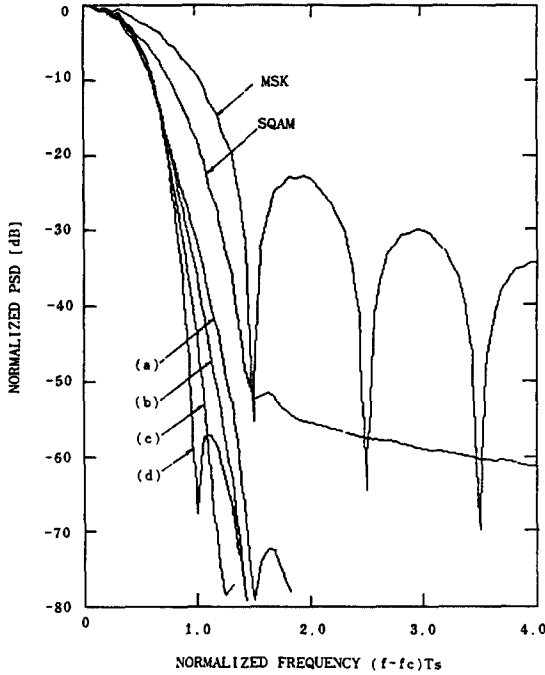
[그림3]은 선형 전송로상에서 Compact-SQAM의 변수 A , f_c 및 N 에 따른 전력 스펙트럼의 변화를 보인

표 1. Compact-SQAM의 성능 결정 요소.

Table 1. Performance controlling factors of Compact-SQAM.

| | FACTORS | DESCRIPTIONS |
|--------------|-----------|---|
| MODULATION | A | Degree of superposition in SQAM processor |
| | f_c | Cut-off frequency of premodulation LPF |
| | N | Pole number of premodulation LPF |
| DEMODULATION | f_{crx} | Cut-off frequency of postdetection LPF |
| | N_{rx} | Pole number of postdetection LPF |
| COMMON | | Low pass filter type |

것이다. 전력 스펙트럼은 A와 N값이 클수록, f_c 가 작을수록 협대역 특성을 가지나 오류확률(P_e)에 밀접한 관계를 가지므로 System의 요구조건에 맞추어 대역폭과 오류확률을 적절히 Trade-off 하여야 한다.



(a) $A=0.7, f_c=1.0f_n, N=3$
 (b) $A=0.8, f_c=1.2f_n, N=4$
 (c) $A=0.9, f_c=1.3f_n, N=5$

그림 3. Compact-SQAM 신호의 조절요소 A, f_c , N의 변화에 따른 전력 스펙트럼의 변화.

Fig. 3. Power spectra of Compact-SQAM for different of controlling factor A, f_c and N.

비선형 전송로상에서 변조방식에 따른 전력 스펙트럼의 변화를 알아보기 위하여 Hughes사의 TWTA를 탑재한 INTELSAT-V 위성채널이 Input Back-off 0dB에서 동작할때의 AM/AM, AM/PM 특성을⁽⁶⁾ 이용하여 Compact-SQAM ($A=0.7, f_c=1.3f_n, N=6$)의 Spectrum을 QPSK ($\alpha=0.4$), OQPSK ($\alpha=0.4$), IJF-OQPSK (or SQORC) 및 SQAM ($A=0.8$) 변조방식과 비교하여 [그림4]에 나타내었다. 여기서 Compact-SQAM 신호는 SQAM 신호보다 좁은 대역폭을 갖고 QPSK, OQPSK 및 IJF-OQPSK

신호보다 작은 Side-Lobe 재확산현상을 나타냄을 알 수 있다.

Compact-SQAM의 실제 회로구현을 참고문헌 [11]에 기술된 SQAM의 구현방식과 동일하며 이것은 실제 운용중인 위성을 통하여 그 성능이 실험적으로 입증된 것이다. 단지 상이한 것은 참고문헌[11]의 그림1에서 PROM에 입력되는 기저대역 임펄스응답이 $s(t)$ 에서 $g(t)$ 로 바뀌는 점이다.

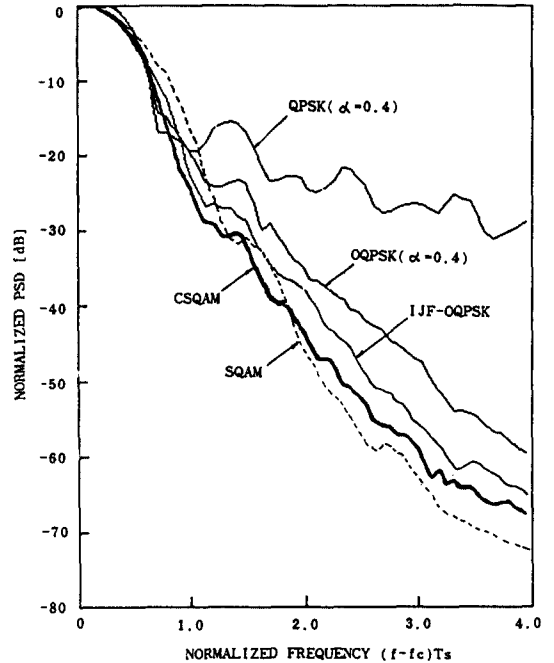


그림 4. 비선형 전송채널(INTELSAT-V 위성채널의 고출력 증폭기를 0dB IBO에서 동작)에서 QPSK, OQPSK, SQAM, IJF-OQPSK 및 Compact-SQAM의 전력 스펙트럼.

Fig. 4. Power spectra of QPSK, OQPSK, SQAM, IJF-OQPSK and Compact-SQAM signal in Non-linear channel(0dB Input Back-off of INTELSAT-V TWTA).

III. 단일 반송파상황에서 Compact-SQAM의 성능

본장에서는 선형 및 비선형 전송채널상의 부가백색 가우시안잡음(AWGN)하에서 단일 반송파를 전송할 경우 Compact-SQAM modem의 최적 수신필터, Eye diagram 및 Timing Jitter가 오류확률에 미치는

영향을 FFT기법으로 주파수영역에서 Computer simulation을 통하여 평가하여 본다.

1. 샘플링시간오차가 없는 경우

기준 반송파 위상오차 Φ 를 가진 고전의 OQPSK 동기수신기에 의해 복조된 Compact-SQAM의 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$y_I(t) = \sum_n a_n g(t-nT_s) \cos\Phi - \sum_n b_n g(t-T-nT_s) \sin\Phi + n_I(t) \quad (5)$$

$$y_Q(t) = \sum_n a_n g(t-nT_s) \sin\Phi + \sum_n b_n g(t-T-nT_s) \cos\Phi + n_Q(t) \quad (6)$$

여기서 $a_n, b_n \in \{-1, 1\}$ 로 변조기 I, Q 채널로 각각 입력되는 데이터비트이고 $T, T_s (T_s=2T)$ 는 각각 bit와 Symbol 주기이며 $g(t)$ 는 전체 임펄스응답으로

$$g(t) = \iint s(t-\sigma-\tau) h_1(t) h_2(t) e^{j\omega\sigma} d\sigma d\tau \quad (7)$$

이다. $n_I(t), n_Q(t)$ 는 수신기 I, Q 각 채널에서 분산 σ^2 을 갖는 가우시안잡음으로

$$n(t) = n_I(t) + j n_Q(t) = \int n(t-\tau) e^{j\omega(t-\tau)} h_2(\tau) d\tau \quad (8)$$

이다.

수신단에서 kT_s 에 샘플된 신호의 정수부를 $r_I(kT_s)$, 허수부를 $r_Q((k+1/2)T_s)$ 로 나타낼때 AWGN환경하에서 조건부 오류확률(P_e)은 다음과 같이 표현된다.⁽⁷⁾

$$P_e = \frac{1}{2M} \sum_{k=1}^M \{P(e|r_I(kT_s)) + P(e|r_Q((k+1/2)T_s))\} \quad (9)$$

여기서 M 은 송신된 무작위 데이터열(random data stream)의 길이이고

$$P(e|r(t)) = 1 - \text{erfc} \left[\frac{r(t)}{\sigma_n \sqrt{2}} \right] \quad \text{만약 } dk r(t) \leq 0$$

$$\frac{1}{2} \text{erfc} \left[\frac{r(t)}{\sigma_n \sqrt{2}} \right] \quad \text{그외}$$

이다.

반송파 및 기준시간 복원이 완벽하게 이루어졌다고 가정하고 중첩도 A 값이 다른 여러 Compact-SQAM

신호들을 복조할때 postdetection LPF의 3dB대역폭 변화에 따른 오류확률(P_e)의 변화를 선형채널조건하에 simulation하여 [그림 5]에 나타내었다.

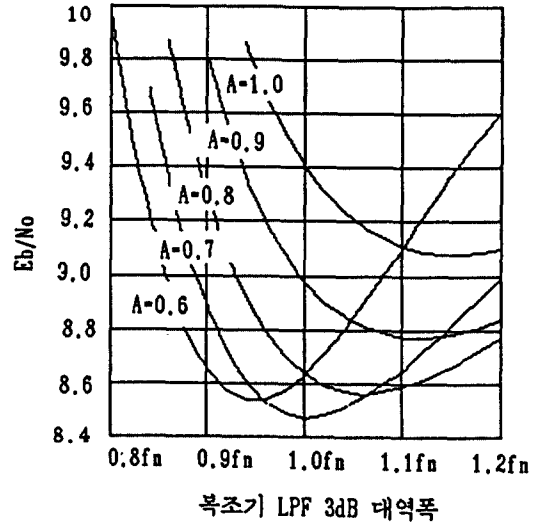
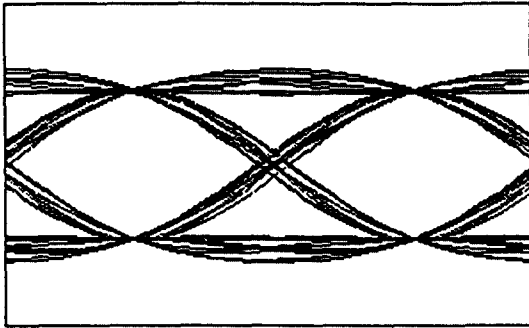


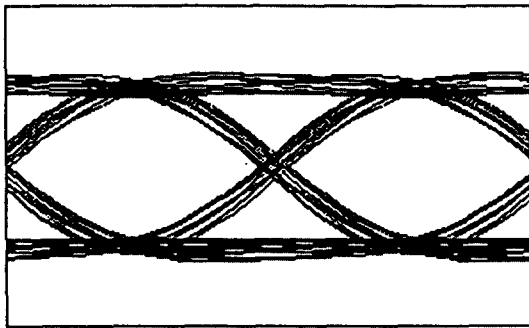
그림 5. 오류확률 1×10^{-4} 일때 A 값 및 수신여파기 3dB 대역폭 변화에 따른 E_b/N_0 의 열화 정도.

Fig. 5. E_b/N_0 degradations of Compact-SQAM at $P_e = 1 \times 10^{-4}$ for different values of 'A' and 3dB bandwidth of postdetection LPF.

$A=0.7$ 이고 $f_c=1.3f_n, N=6$ 인 Butterworth LPF를 채용한 Compact-SQAM신호를 수신 LPF 3dB대역폭이 $1.0f_n$ 인 Butterworth LPF로 복조할때 1×10^{-4} 오류확률을 유지하기 위하여는 이론치보다 E_b/N_0 값이 0.1dB이하로 열화되는 최적의 상태를 나타낸다. 그리고 중첩도 A 가 커질수록 복조기 LPF의 3dB대역폭 변화에 따른 오류확률 특성의 변동이 적음을 알 수 있다. [그림 6]은 상기 변수를 가진 Compact-SQAM신호를 선형 및 비선형 채널을 통해 전송한 후 수신기에서 복조를 수행한 Eye-diagram으로 선형 채널에서 ISI가 거의 일어나지 않음을 알 수 있다.



(a) in Linear channel



(b) in Non-linear channel(hard-limited)

그림 6. Compact-SQAM(A=0.7, $f_c = 1.3f_n$, N=6)의 복조되고 수신 여파기를 지난 Eye-Diagram.

(a)선형 전송채널에서 (b)비선형(포화증폭) 전송채널에서 Fig. 6. Demodulated and Low-pass filtered eye-diagrams of Compact-SQAM(A=0.7, $f_c = 1.3f_n$, N=6)

(a)in Linear channel

(b)in Non-linear channel(hard-limited)

2. 샘플링 시간오차가 있는 경우

디지털 통신, 특히 대역폭이 심하게 제한된 채널이나 다중 증계장치가 포함된 통신망에서 운용되는 modem은 작은 시간오차라도 누적되어 전체 성능을 크게 저하시키며, 따라서 클럭복원(clock recovery)은 시스템 성능을 결정하는 중요한 요소가 되므로⁽¹⁾ 수신단의 클럭복원기에서 발생가능한 4가지 형태의 샘플링 오차들-즉, 정적오차, 일정형태분포 오차, Sinusoidal분포 오차, 및 Gaussian분포오차-에 따른 Compact-SQAM의 성능변화를 분석하였다.⁽⁸⁾

System의 기준발전기, 전송채널 그리고 클럭복원기(STR)의 불완전성에 의해 샘플링 시간오차 $\Delta T(t)$ 가 발생하였다면, (5)(6)식의 수신된 신호 $y_I(t)$

와 $y_Q(t)$ 는 각각 $t_I = nT_s + \Delta T(t)$, $t_Q = nT_s + T + \Delta T(t)$ 에서 샘플링이 이루어질 것이다. 이와같은 최적 샘플링시간으로부터의 오차는 eye의 열린 정도를 줄인 결과가 되어 오류가 발생할 확률이 커진다. 따라서 이 오류확률을 그 채널로 송신된 전체 데이터 Sequence동안 detector에 인가되는 Gaussian잡음 전력에 의해 발생하는 오류확률과의 평균을 구하면 Compact-SQAM의 평균 부호 오류확률을 얻을 수 있다. [그림 7]은 클럭복원기의 출력에 복원된 클럭의 timing이 rms값으로 14°의 샘플링 시간편차를 가질 경우 4가지 Timing jitter형태에 따른 오류확률특성을 보인 것이다. 여기서 Gaussian분포오차가 오류확률성능에 가장 큰 영향을 미치고, 일정형태, Sinusoidal, 정적분포 오차순으로 그 영향을 미치는 정도가 줄어들음을 알 수 있다.

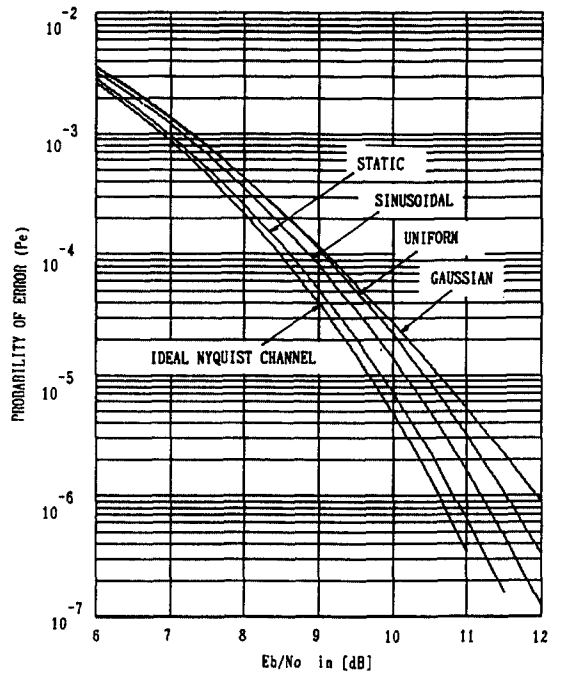


그림 7. 클럭 복원기에서 4가지 형태의 샘플링 편차(14° rms)가 발생할때 Compact-SQAM의 오류확률 성능.

Fig. 7. Probability of error performance of Compact-SQAM in the presence of sampling time deviation of 14° rms.

[그림 8]에서는 Compact-SQAM system의 성능을 샘플링 시간분포 형태별로 오류확률 1×10^{-7} 을 유지하기 위한 E_b/N_0 의 열화 정도를 QPSK($\alpha=0.4$) 신호와 Computer simulation을 통하여 비교하였다. Compact-SQAM의 본래 성능이 이상적인 Nyquist 채널에 비하여 0.1dB정도 열화되므로 $\Delta < 8^\circ$ rms이내 범위에서는 QPSK 변조방식의 오류확률 열화정도가 Compact-SQAM보다 약간(0.1dB이내) 적지만 점차 샘플링 편차가 커질수록 Compact-SQAM의 성능이 모든 오차형태에서 QPSK 신호보다 월등히 우수함을 알 수 있다.

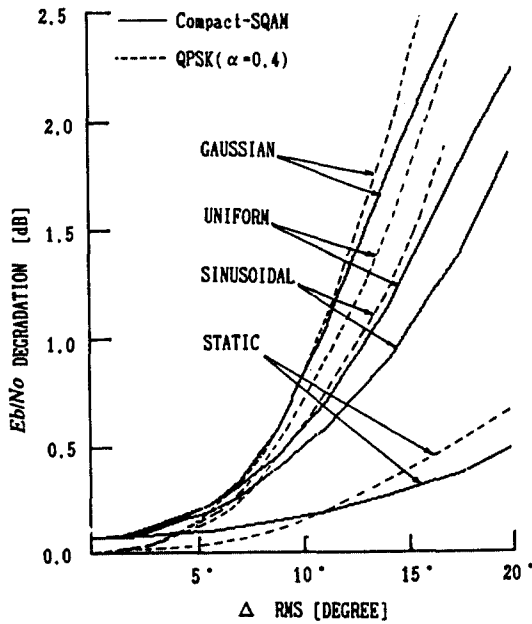


그림 8. Compact-SQAM과 QPSK의 4가지 형태의 샘플링 시간 편차에 따른 E_b/N_0 의 열화 정도.
Fig. 8. E_b/N_0 degradation versus sampling deviation of Compact-SQAM and QPSK(degree in rms. @ $P_e = 1 \times 10^{-7}$)

IV. 비직선형 증폭된 인접반송파의 방해(ACI)가 존재하는 상황에서 Compact-SQAM의 성능

본장에서는 비직선형 증폭기를 통해 전송된 인접한 다수의 반송파가 목적의 신호에 방해를 주는 환경에서 Compact-SQAM의 성능을 평가하여 본다.

ACI 환경에서 성능 simulation을 위한 주파수배치를 [그림 9]에 나타내었다. 대부분의 실제 상황에 있어서 바로 옆에 인접한 채널들이 목적의 신호에 가장 심각한 영향을 주며, 그외 좀 멀리 위치한 채널들의 영향은 크지 않으므로⁽⁹⁾ 본 simulation에서는 목적 신호의 상측과 하측에 인접한 두 채널의 영향만 고려하였다.

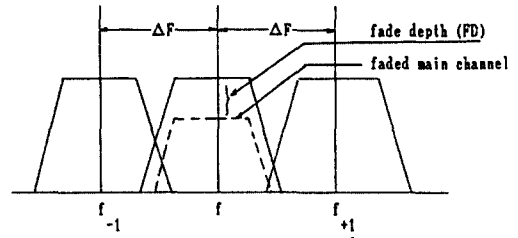


그림 9. 다수 반송파 시스템에서 반송파 주파수 배치.
Fig. 9. Frequency allocation for multicarrier system.

$Z(t)$ 는 송신신호이고 $Z_i(t)$ 는 i 번째 채널의 방해신호, 목적의 신호와 i 번째 방해채널의 채널간격을 f_i 수신단 postdetection LPF의 전달함수를 $H_2(f)$ 라 할 때 ACI에 의해 방해를 받은 수신신호는 다음과 같이 표현된다.

$$r'(t) = r(t) + \sum_{i=-M}^{+M} r_i(t - \tau_i) \quad (11)$$

여기서

$$r(t) = \text{FFT}^{-1}\{R(f)\} \quad (12)$$

이고, $R(f)$ 는 수신된 목적의 신호로

$$R(f) = H_2(f) \text{FFT}\{Z(t)\} \quad (13)$$

이며 $R_i(f)$ 는 수신된 i 번째 방해신호로

$$R_i(f) = H_2(f - f_i) \text{FFT}\{Z_i(t - \tau_i)\} e^{j\theta} \quad (14)$$

이다. (14)식에 표현된 바와 같이 i 번째 방해신호와 목적의 신호와의 위상과 심볼 timing이 같음을 막기 위하여 $e^{j\theta}$ 로 위상을 회전시키고, timing을 τ_i 만큼 이

동시실행 후 simulation하였다. 여기서 ϕ 와 τ 는 각각 $(0, 2\pi)$ 와 $(0, T_s)$ 에서의 일정분포를 갖는 무작위 변수이다.

i번째 방해채널의 위상과 심볼이 θ_i, τ_i 일때 marginal 오류확률을 $P_e(\theta_i, \tau_i)$ 라하면, 목적의 신호에 상측과 하측에 인접한 채널만의 방해에 의한 평균오류 확률은 다음과 같이 유도된다.⁽¹⁰⁾

$$P_e = \frac{1}{8} [P_e(\theta_{u1}, \theta_{\ell1}, \tau_{u1}, \tau_{\ell1}) + P_e(\theta_{u2}, \theta_{\ell2}, \tau_{u2}, \tau_{\ell2}) + \dots + P_e(\theta_{u8}, \theta_{\ell8}, \tau_{u8}, \tau_{\ell8})] \quad (15)$$

여기서 첨자 'u'와 'ℓ'은 각각 상측 및 하측 인접채널을 의미한다.

ACI 상황에서 Compact-SQAM 신호의 성능을 Computer simulation으로 분석하기 위한 가정은 다음과 같다.

- (1) 본 simulation에서 사용된 modem들의 여파기 요소는 [표2]에 요약하였다.
- (2) SCPC 방식 또는 VSAT 위성통신 시스템 적용을 위하여 전송속도는 $f_b = 64\text{kb/s}$ (or $f_s = 32\text{kBaud}$)로 설정하였다.
- (3) 방해를 주는 신호들은 목적의 신호와 같은 변조형태를 갖는다.
- (4) 목적채널의 flat fade와 U_p-link power를 simulation하기 위해 방해를 주는 신호는 감쇄하지 않고 목적의 신호 level만 감쇄시켰다. fade depth는 FD로 표현하였다. (그림 9참조)
- (5) 두개의 인접한 방해채널은 똑같은 간격으로 설정하였다. 따라서 목적의 신호의 반송파 주파수를 f 라 하면 인접채널들의 반송파 주파수는 $f_1, f_2 = f \pm \Delta F$ 이다. 여기서 ΔF 는 채널 주파수 간격을 의미한다.

방해를 주는 신호들과 목적의 신호의 전력이 같다고 가정하고, TWTA의 입력 Backoff(IBO)를 0dB (포화영역)로 설정하였을때 규격화된 채널간격의 함수로 P_e 성능의 감쇄정도를 [그림10]에 보였다. 여기서 채널간격은 $\Delta F/f_b$ 로 표현하고 전력 spectrum 효율은 $f_b/\Delta F$ 로 표현한다. 본 그래프에서 $1.3 < f_b/\Delta F < 1.65$ 범위에서 Compact-SQAM modem은 여기서 비교한 QPSK, OQPSK, IJF-OQPSK (or SQO-RC) 및 SQAM ($A=0.8$) 변조방식보다 성능이 우수함을 알 수 있다.

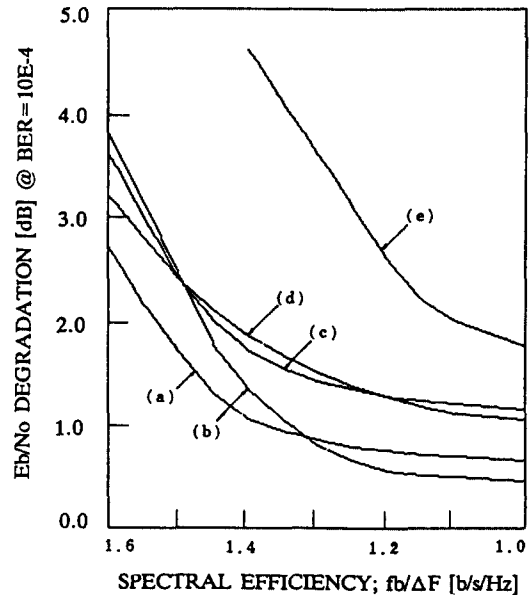


그림 10. 비선형 증폭되는 다수 반송파 시스템에서 채널 간격 또는 주파수 사용 효율에 따른 오류확률을 1×10^{-4} 으로 유지하기 위한 각종 modem의 E_b

표 2. 성능 비교에 사용된 각종 Modem의 송수신 여파방식

Table 2. Filtering strategies of different modem for performance comparisons

| MODEM | TRANSMIT FILTER | RECEIVER FILTER |
|---|---|---|
| Compact-SQAM | Sixth-order Butterworth LPF ($f_c = 1.3f_n$) | Fifth-order Butterworth LPF ($f_{crx} = 1.0f_n$) |
| SQAM IJF-OQPSK | nil | Fifth-order Butterworth LPF ($f_{3dB} = 1.0f_n$) |
| QPSK OQPSK | Aperture equalizer ($x/\sin x$) ⁺ square root raised-cosine filter ($\alpha = 0.4$) | Square root raised-cosine filter ($\alpha = 0.4$) |
| All filters are phase equalized. $f_n = \text{Nyquist frequency}$ | | |

/No 열화 정도.(두개의 동전력 근접채널 방해 신호가 존재하며, 포화영역에서 동작하는 INTEL-SAT-V TWTA를 가정)

- (a) Compact-SQAM(A=0.7, fc=1.3fn, N=6)
- (b) SQAM(A=0.8)
- (c) IJF-OQPSK(or SQORC)
- (d) OQPSK($\alpha=0.4$)
- (e) QPSK($\alpha=0.4$)

Fig. 10. E_b/N_0 degradation to maintain $P_e=1 \times 10^{-4}$ with respect to normalized channel spacing ($\Delta F/f_b$) or spectral efficiency ($f_b/\Delta F$) in non-linear multicarrier system (Two equal power ACIs and INTELSAT-V TWTA operating at 0dB IBO are assumed)

목적의 채널이 flat fading을 받을때 성능변화를 [그림11]에 나타내었다. 이 simulation에서 목적의 채널신호가 0~10dB의 flat fading을 받는다고 가정하고, TWTA가 3dB IBO에서 동작하며 채널간격 $\Delta F=0.705 f_b (=45\text{KHz})$ 일 경우 P_e 의 열화정도를 다른 modem들과 비교, 평가하였다. 여기서 Compact-SQAM modem이 다른 modem들보다 성능이 우수함을 알 수 있다.

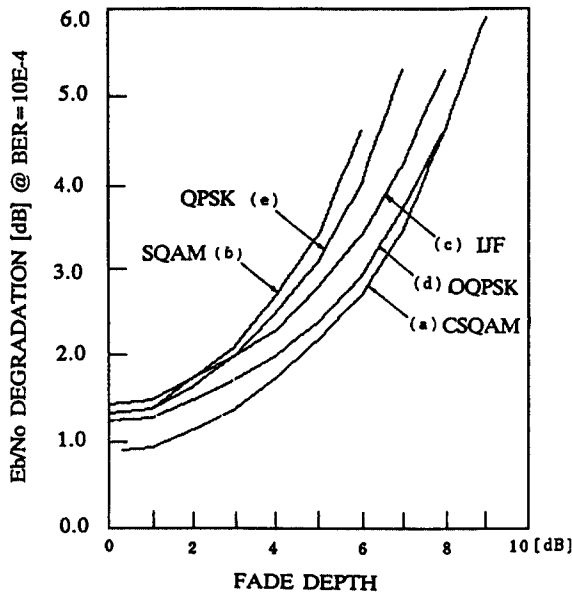


그림 11. 비선형 증폭되는 (IBO=3dB) 다수 반송파 시스템(채널간격=0.7fb)에서 목적 채널상의 페이딩 정도에 따른 E_b/N_0 열화정도.

Fig. 11. E_b/N_0 degradation versus fade-depth of desir-

ed channel in nonlinearly amplified multicarrier system. (IBO=3dB, $\Delta F=0.7f_b$) key as Fig.10.

[그림12]는 TWTA가 0dB IBO에서 동작하고 채널간격 $\Delta F=45\text{KHz}$ 일때 ACI상황에서 Compact-SQAM modem의 BER곡선을 다른 modem들과 비교한 것으로, 역시 Compact-SQAM의 성능이 우수함을 보여주고 있다. 이상은 Compact-SQAM이 매우 좁은 간격으로 채널이 배치된 다수반송파 채널에서 전력 및 대역폭 효율적인 변조방법으로 사용가능함을 입증하는 것이다.

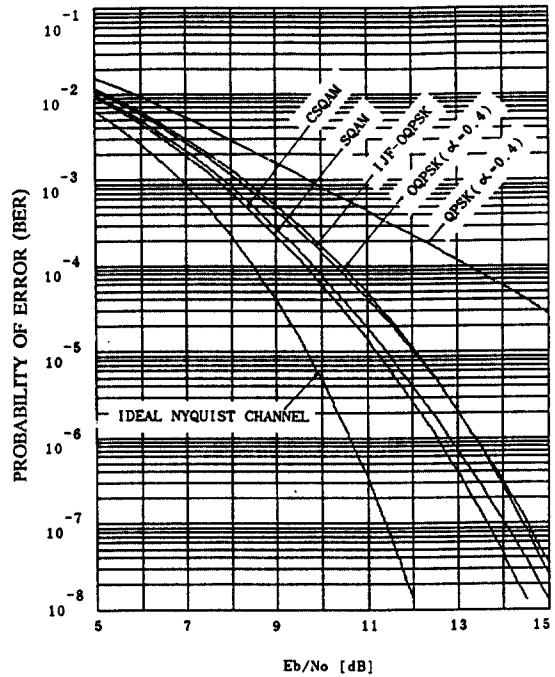


그림 12. 비선형 증폭되는 다수 반송파 시스템에서 각종 modem의 오류확률 성능.

Fig. 12. P_e performance of various modem in a non-linear multicarrier system. (IBO=3dB, $\Delta F=0.7f_b$) key as in Fig.10.

V. 결 론

Compact-SQAM이라 명명된 전력 및 대역폭 효율적인 변조기법을 제시하였다. Compact-SQAM은 기

존 SQAM의 대역의 전력특성을 최대한 유지시키되 main-Lobe의 대역폭을 보다 협대역으로 하여 MSK, IJF-OQPSK(or SQORC), SQAM 변조방식들보다 좋은 선형 대역폭 효율을 얻었고, 비선형 전송채널에서 side-lobe의 재확산이 QPSK, OQPSK, IJF-OQPSK보다 적게 일어남을 보였다.

단일 반송파 전송시 Compact-SQAM은 중첩도 $A=0.7$ 에 $f_c=1.3f_n$, $N=6$ 인 Butterworth type의 premodulation LPF를 채용하여 변조한 신호를 3dB 대역폭이 $f_{crx}=1.0f_n$ 이고 $N=4$ 인 Butterworth type의 postdetection LPF로 수신하였을 때 오류확률 (P_e) 1×10^{-4} 을 유지하기 위한 E_b/N_0 값 열화정도가 이상치보다 0.1dB 이하로 타 변조방식에 비하여 간단한 수신필터로도 우수한 오류확률 특성을 갖는 결과를 얻었다. 아울러 본 변조방식은 고전적 QPSK ($\alpha=0.4$) 변조방식과 비교하여 timing jitter에 덜 민감하며 큰 시간 오차에도 좋은 오류확률 특성을 유지함을 보였다.

비직선적으로 증폭된 다수의 인접채널반송파가 목적채널에 방해로 일으키는 환경하에서, 특히 요구 스펙트럼효율이 1.3b/S/Hz보다 큰 매우 밀집된 전송채널에서 Compact-SQAM은 상기 타 변복조방식보다 그 오류확률특성이 우수함을 보였다. 또한 다수 반송파 전송환경하에서 목적채널상의 페이딩정도가 8dB까지 나타날 때 Compact-SQAM은 타 변복조방식보다 오류확률성능의 열화가 훨씬 적음을 보여 주었다.

이상과 같이 본 변조기법은 각종 비선형 전송특성 및 밀집된 다수반송파 전송환경하에서 기존의 변복조방식보다 우수한 특성을 나타내므로 전력 및 대역폭이 제한되는 위성 및 이동통신 등의 각종 디지털통신에 적용할 수 있다.

참 고 문 헌

1. K.Feher, Digital Communications-Satellite /Earth station engineering, Prentice-Hall, USA, 1981.
2. M.C.Austine and M.U.Chang, "Quadrature Overlapped Raised-Cosine modulation," IEEE Trans. on Comm., vol.COM-29, pp.237-249, Mar.1981.
3. ToLe-Ngoc, K.Feher and H.P.Van, "New modulation techniques for low-cost power and band efficient satellite earth stations," IEEE

Trans.on Comm., vol.COM-30, pp.225-238, Jan. 1982.

4. J.S.Seo and K.Feher, "SQAM : A New superposed QAM modem technique," IEEE Trans.on Comm., vol.COM-33, pp.298-300, Mar.1985.
5. S.A.Gronemeyer and A.L.McBride, "MSK and offset QPSK modulation," IEEE Trans.on Comm., vol.COM-24, pp.809-820, Aug.1976.
6. S.A.Rhodes, R.J.Fang and P.V.Chang, "Coded octal phase shift keying in TDMA satellite communications," COMSAT T.R., vol.B, pp. 221-258, fall 1983.
7. ToLe-Ngoc and K.Feher, "Performance of IJF-QPSK modulation schemes in a complex interference environment," IEEE Trans.on Comm., vol.COM-31, pp.137-144, Jan.1983.
8. 박일근, 서종수, "Timing Jitter가 Compact-SQAM의 성능에 미치는 영향," 한국통신학회 추계종합 학술 발표회, NOV. 1990.
9. J.S.Seo and K.Feher, "Performance of SQAM systems in a nonlinearly amplified multichannel interference environment," IEE Proc., Vol.132, Pt.F, No.3, pp.175-180, June 1985.
10. I.K.Park and J.S.Seo, "Performance of Compact-SQAM in Nonlinear INTELSAT-V Multicarrier Interference Environment," JC-CNSS '90, Cheju Korea, pp.221-227, Dec. 1990.
11. J.S.Seo, N.D.MacNair, J.Boyd, "Performance of Convolutional Coded SQAM in Hardlimited Satellite Channels," Proceedings of IEEE ICC '89, June 1989, Boston.



박 일 근(Il-Keun Park) 정회원
1981년 3월~1985년 2월 : 한양대학교 전자공학과, BSEE
1984년 12월~1986년 11월 : 삼성전자(주) 통신연구소, 연구원
1991년 3월~1992년 12월 : 미국 SKY-DATA사, SENIOR ENGINEER

1986년 11월~현재 : 삼성종합기술원 전송기술연구실, 선임연구원

※주관심분야 : DIGITAL MODEM & CODEC, 위성 및 이동통신 등업

서 종 수(Jong-Soo Seo) 정회원
1975년 : 연세대학교 전자공학과, BSEE
1975년~1981년 : 금성사 중앙연구소, 연구원
1982년~1984년 : 캐나다 오타와 대학교 전기공학과, MSEE
1985년~1988년 : 캐나다 오타와 대학교 전기공학과, Ph.D
1987년~1989년 : 캐나다 IDC 위성통신(주)
1989년~1992년 : 삼성종합기술원, 수석연구원
1992년~현재 : 캐나다 IDC 위성통신(주), ENGINEERING MANAGER